

ADAPTIVE ANTENNA DEVICE

Publication number: JP2001044903

Publication date: 2001-02-16

Inventor: TAKATORI TAIJI; CHO KEIZO; NISHIMORI KENTARO;
HORI TOSHIKAZU

Applicant: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Classification:

- International: H01Q3/26; H03M1/12; H04B1/18; H04B7/08;
H01Q3/26; H03M1/12; H04B1/18; H04B7/08; (IPC1-7):
H04B7/08; H01Q3/26; H03M1/12; H04B1/18

- European:

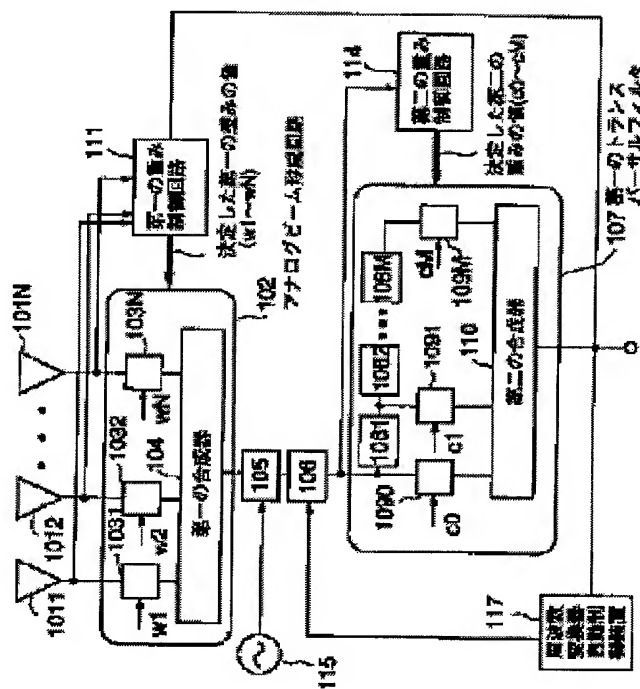
Application number: JP19990219056 19990802

Priority number(s): JP19990219056 19990802

Report a data error here

Abstract of JP2001044903

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce a hardware scale and also to stably perform operation even in an environment in which transmission quality is deteriorated remarkably. **SOLUTION:** This device is provided with a 1st A/D converter 105 converting an output of an analog beam forming circuit 102 weighting and synthesizing an input signal from each antenna element into a digital signal, a 1st clock generator 115 generating a sampling clock used for conversion here, 2nd converters performing the A/D conversion of the input signal from each antenna element and a 2nd clock generator generating the sampling clock used for the conversion here. Here, the generator 115 does not synchronize with ≥ 2 times frequency of a transmission rate but performs oscillation so as to sample in an interval being almost the same as that of delay time of each delay element of a traversal filter, and the 2nd sampling clock is prevented from being synthesized with the 1st sampling clock.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-44903

(P2001-44903A)

(43) 公開日 平成13年2月16日 (2001.2.16)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 4 B	7/08	H 0 4 B 7/08	D 5 J 0 2 1
H 0 1 Q	3/26	H 0 1 Q 3/26	5 J 0 2 2
H 0 3 M	1/12	H 0 3 M 1/12	C 5 K 0 5 9
H 0 4 B	1/18	H 0 4 B 1/18	A 5 K 0 6 2

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願平11-219056

(22) 出願日 平成11年8月2日 (1999.8.2)

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 鷹取 泰司

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 長 敬三

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外2名)

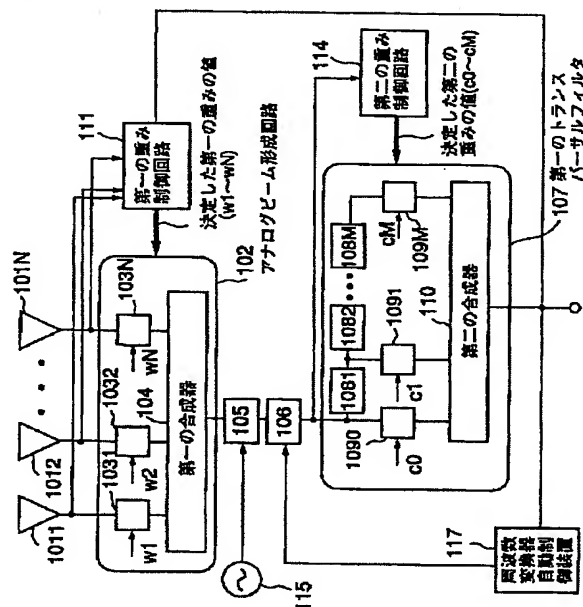
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 適応アンテナ装置

(57) 【要約】

【課題】 ハードウェア規模を縮小するとともに、伝送品質が著しく劣化した環境においても、安定に動作可能な適応アンテナ装置を提供する。

【解決手段】 各アンテナ素子からの入力信号を重み付けして合成するアナログビーム形成回路の出力をデジタル信号に変換する第一のA/D変換器105と、ここでの変換で用いるサンプリングクロックを発生させる第一のクロック発生器115と、各アンテナ素子からの入力信号をA/D変換する第二のA/D変換器1121~112Nと、ここでの変換に用いるサンプリングクロックを発生させる第二のクロック発生器116とを具備し、第一のクロック発生器115は、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、トランスバーサルフィルタの各遅延素子の遅延時間とほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振し、第二のサンプリングクロックは第一のサンプリングクロックとは同期しないようにする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナ素子と、

該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該各アンテナ素子からの入力信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するアナログビーム形成回路と、

該アナログビーム形成回路の出力信号を入力信号とし、ディジタル信号に変換して出力する第一のA/D変換器と、

該第一のA/D変換器によってディジタル信号に変換された入力信号をベースバンド信号に変換する第一の周波数変換器と、

該第一の周波数変換器の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、

上記各アンテナ素子での受信信号のみ、あるいは上記各アンテナ素子での受信信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方を入力信号とし、上記各アンテナ素子からの入力信号を第二のA/D変換器によりA/D変換した後、第一のディジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、

上記第一の周波数変換器の出力信号を入力信号とし、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、

上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように、上記第一の周波数変換器を制御する周波数変換器自動制御装置と、

上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器と、上記第二のA/D変換器での第二のサンプリングクロックを発生させる第二のサンプリングクロック発生器と、を具備し、

上記第一のサンプリングクロック発生器は、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、上記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とはほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振し、上記第二のサンプリングクロックは上記第一のサンプリングクロックとは同期しないことを特徴とする適応アンテナ装置。

【請求項2】 前記第一の重み制御装置の内部には第二の周波数変換器が設けられ、この第二の周波数変換器により前記各アンテナ素子からの入力信号を中間周波信号に変換することを特徴とする請求項1記載の適応アンテナ装置。

【請求項3】 前記各アンテナ素子に接続されて、前記各アンテナ素子からの入力信号を中間周波信号に変換する第二の周波数変換器を具備し、該第二の周波数変換器

によって変換された後の中間周波信号が前記第一の重み制御装置に入力されることを特徴とする請求項1記載の適応アンテナ装置。

【請求項4】 複数のアンテナ素子と、

該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該各アンテナ素子からの入力信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するアナログビーム形成回路と、

該アナログビーム形成回路の出力信号を入力信号としてベースバンド信号に周波数変換する第一の周波数変換器と、

該第一の周波数変換器からのベースバンド信号をディジタル信号に変換して出力する第一のA/D変換器と、

該第一のA/D変換器の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、

上記各アンテナ素子での受信信号のみ、あるいは上記各アンテナ素子での受信信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方を入力信号とし、上記各アンテナ素子からの入力信号を第二のA/D変換器によりA/D変換した後、第一のディジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、

上記第一の周波数変換器の出力信号を入力信号とし、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、

上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように、上記第一の周波数変換器を制御する周波数変換器自動制御装置と、

上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器と、上記第二のA/D変換器での第二のサンプリングクロックを発生させる第二のサンプリングクロック発生器と、を具備し、

上記第一のサンプリングクロック発生器は、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、上記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とはほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振し、上記第二のサンプリングクロックは上記第一のサンプリングクロックとは同期しないことを特徴とする適応アンテナ装置。

【請求項5】 複数のアンテナ素子と、

該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該各アンテナ素子からの入力信号をディジタル信号に変換する第一のA/D変換器と、

該第一のA/D変換器によってディジタル信号に変換された信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するディジタルビーム形成回路と、

10

20

30

40

50

該デジタルビーム形成回路の出力信号を入力信号とし、該入力信号をベースバンド信号に変換する第一の周波数変換器と、

該第一の周波数変換器の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、

上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号のみ、あるいは上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方、を入力信号として、第一のデジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、

上記第一の周波数変換器の出力信号を入力信号とし、第一のデジタル信号処理装置により、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、

上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように制御する周波数変換器自動制御装置と、

上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器と、を具備し、

上記第一のサンプリングクロックは、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、前記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とはほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振することを特徴とする適応アンテナ装置。

【請求項6】 前記各アンテナ素子に接続され、入力された信号を中間周波信号に変換する第二の周波数変換器を具備し、該第二の周波数変換器によって変換された後の中間周波信号が前記第一のA/D変換器に入力されることを特徴とする請求項5記載の適応アンテナ装置。

【請求項7】 複数のアンテナ素子と、
該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該アンテナ素子からの入力信号をベースバンド信号に周波数変換する第一の周波数変換器と、
該第一の周波数変換器からのベースバンド信号をデジタル信号に変換する第一のA/D変換器と、
該第一のA/D変換器によってデジタル信号に変換された信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するデジタルビーム形成回路と、
該デジタルビーム形成回路の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、

上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号のみ、あるいは上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方、を入力信号として、第一のデジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、

上記デジタルビーム形成回路の出力信号を入力信号とし、第一のデジタル信号処理装置により、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、

上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように制御する周波数変換器自動制御装置と、

上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器と、を具備し、

上記第一のサンプリングクロックは、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、前記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とはほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振することを特徴とする適応アンテナ装置。

【請求項8】 前記第二の重み制御回路の内部に周波数選択性フェージングの環境であるかを判定する伝搬環境診断装置を具備し、前記第一のトランスバーサルフィルタ部での前記第二の重み付け手段による重み付けを周波数選択性フェージング時は上記第二の重み付け手段の重みを実数とし、周波数選択フェージング時ではないときは上記第二の重み付け手段の重みを複素数に切り替えることを特徴とする請求項1～7のいずれか1つに記載の適応アンテナ装置。

【請求項9】 符号の判定を行う識別タイミングにおける振幅が離散値となる変調方式を用い、前記第二の重み制御装置は、

前記第一のA/D変換器で入力信号がサンプルされるタイミングと復号を行うための最適なタイミングとのずれに対応した、最適な第二の重み付け手段の重みの組が保存された記憶装置と、

この記憶装置に保存された各第二の重み付け手段の重みについて、前記第一のトランスバーサルフィルタの出力での振幅の該離散値からのずれを推定する伝送品質推定装置とを具備し、

上記記憶装置に保存された第二の重み付け手段の重みの組のうち、上記伝送品質推定装置によって推定された出力信号の振幅の該離散値からのずれが最小となった組を、前記第二の重み付け手段の重みの値とすることを特徴とする請求項1～8のいずれか1つに記載の適応アンテナ装置。

【請求項10】 前記第一のデジタル信号処理装置

は、
基準信号 d を発生する基準信号発生部と、
前記各アンテナ素子からの入力信号を前記第一の周波数変換器と同じ特性で周波数変換するための第四の周波数変換器と、
該第四の周波数変換器の出力信号を前記第一のトランスバーサルフィルタと同じ特性で変換するための第二のトランスバーサルフィルタを具備し、

* 上記第四の周波数変換器と上記第二のトランスバーサルフィルタによって変換された信号 $x' \cdot i$ ($i = 1, \dots, N$: 素子数) に対し、前記第一の重み付け手段の重みの値 $w_{opt \cdot i}$ ($i = 1, \dots, N$) を以下の式により決定することを特徴とする請求項1、2、5、6、8、9のいずれか1つに記載の適応アンテナ装置。

【数1】

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (式1)$$

ただし、

$$R_{xx} = E \{ x' \cdot x'^T \} \quad (式2)$$

$$r_{xd} = \begin{pmatrix} x1' \cdot d^* \\ \vdots \\ xN' \cdot d^* \end{pmatrix} \quad (式3)$$

$$x' = \begin{pmatrix} x1' \\ \vdots \\ xN' \end{pmatrix}, \quad w_{opt} = \begin{pmatrix} w_{opt1} \\ \vdots \\ w_{optN} \end{pmatrix} \quad (式4)$$

【請求項11】 前記第一のデジタル信号処理装置

は、
基準信号 d を発生する基準信号発生部と、
前記各アンテナ素子からの入力信号を前記第三の周波数変換器と同じ特性で周波数変換するための第四の周波数変換器と、
該第四の周波数変換器の出力信号を前記第一のトランスバーサルフィルタと同じ特性で変換するための第二のト

※ ランスバーサルフィルタを具備し、

上記第四の周波数変換部と上記第二のトランスバーサルフィルタによって変換された信号 $x' \cdot i$ ($i = 1, \dots, N$: 素子数) に対し、第一の重み付け手段の重みの値 $w_{opt \cdot i}$ ($i = 1, \dots, N$) を以下の式により決定することを特徴とする請求項3、4、7、9のいずれか1つに記載の適応アンテナ装置。

【数2】

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (式1)$$

ただし、

$$R_{xx} = E \{ x' \cdot x'^T \} \quad (式2)$$

$$r_{xd} = \begin{pmatrix} x1' \cdot d^* \\ \vdots \\ xN' \cdot d^* \end{pmatrix} \quad (式3)$$

$$x' = \begin{pmatrix} x1' \\ \vdots \\ xN' \end{pmatrix}, \quad w_{opt} = \begin{pmatrix} w_{opt1} \\ \vdots \\ w_{optN} \end{pmatrix} \quad (式4)$$

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は適応アンテナ装置に関し、特に、無線通信システム用アンテナの指向性制御と波形等化に関する。

【0002】

【従来の技術】 適応アンテナ装置は、希望する信号と相関の高い到来波を合成し、相関の低い到来波を抑圧するように指向性制御を行うアンテナ装置である。

【0003】 図25に従来の適応アンテナ装置を示す

(たとえば R.A. Monzingo and T.W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley & Sons, Inc. 1980)。

【0004】 この適応アンテナ装置は、複数の N アンテナ素子13011～1301Nと、該アンテナ素子13011～1301Nの出力に複素重みを付ける重み付け手段13021～1302Nと、該重み付け手段13021～1302Nの重みを制御する重み制御装置1303と、基準信号発生装置1304と、前記複数のアンテナ素子13011～1301Nの出力に設けられ、複素

重み付けをされた信号を合成するための合成器1305から構成される。

【0005】適応アンテナ装置の複数のアンテナ素子13011～1301Nで受信された信号を $x_1 \sim x_N$ とし、重み付け手段13021～1302Nに設定される*

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (式5)$$

で与えられる。ただし、

$$R_{xx} = E\{x^* x^T\} \quad (式6)$$

$$r_{xd} = \begin{pmatrix} x_1 \cdot d^* \\ \vdots \\ x_N \cdot d^* \end{pmatrix} \quad (式7)$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix}, \quad w_{opt} = \begin{pmatrix} w_{opt}^1 \\ \vdots \\ w_{opt}^N \end{pmatrix} \quad (式8)$$

【0007】である。

【0008】適応アンテナ装置では、出力信号と希望する信号との誤差が最小になるように指向性を変化させる。したがって、同期特性が安定していない状態では、 r_{xd} に大きな誤差が生じ、適応アンテナ装置が正常に動作しなくなる。

【0009】図26に従来のトランスバーサルフィルタを用いた適応アンテナ装置を示す(Philip Balaban, and Jack Salz, "Dual Diversity and Equalization in Digital Cellular Mobile Radio", Transaction on Vehicular Technology, VOL.40, NO.2, MAY 1991.)。この図において、参照符号14011～1401Nはアンテナ素子、1402はビーム形成回路、14031～1403Nは第一の重み付け手段、1404は第一の合成器、1405はトランスバーサルフィルタ、14061～1406Mは遅延素子、14070～1407Mは第二の重み付け手段、1408は第二の合成器、1412は自動周波数変換器制御装置、1413はタイミング再*

* 重みの値を $w_1 \sim w_N$ とし、希望信号成分を d と表すと、希望する信号との誤差の2乗が最小になるように指向性を形成する重みの値は

【0006】

【数3】

※ 生回路、14141～1414NはA/D変換器である。

20 【0010】また、図27は第一の重み付け手段14031～1403N及び第二の重み付け手段14070～1407Mの構成を示す図であり、14091～14094は実数乗算器、1410は実数減算器、1411は実数加算器である。

【0011】各アンテナ素子で受信した信号は、タイミング再生回路1413によって受信している信号のクロックと同じクロックが再生され、再生されたクロックを用いてA/D変換器14141～1414Nを用いてA/D変換され、ビーム形成回路1402に入力される。

30 【0012】ビーム形成回路1402の出力信号を y 、(t) とすると、第二の重み付け手段14070～1407Mの重みの値 $c_0 \sim c_M$ は

【0013】

【数4】

$$c = R_t^{-1} r_{td} \quad (式9)$$

をみたすように決定される。ここで R_t は $(M+1) \times (M+1)$ の行列であり、 i 行 j 列の要素は

$$E \left[y_b \left(t - (i-1) \frac{T_b}{a} \right) y_b^* \left(t - (j-1) \frac{T_b}{a} \right) \right] \quad (式10)$$

であり、 r_{td} は $M+1$ 次元のベクトルで、 i 行目の要素は

$$E \left[y_b \left(t - (i-1) \frac{T_b}{a} \right) d(t)^* \right]$$

【0014】である。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上記した適応アンテナ装置では、実際には各アンテナでの信号情報が必要となるため、各アンテナにおける受信信号をA/D変換器によりデジタル信号に変換する必要がある。その際にサ

ンプリングレートが、信号レートと異なるタイミングであった場合には、タイミングの補償がされていないデータで、ビーム形成回路を制御することになるため、2乗誤差最小のアルゴリズムを適用できない。

50 【0016】また、トランスバーサルフィルタ部とビーム形成回路の両方で波形等化を行うため、安定に動作し

ない。さらに、第二の重み付け手段が複素数であるため、ハードウェア規模が増大する。

【0017】すなわち、デジタル無線伝送での1シンボル長をこえる遅延波による伝送品質の劣化や、干渉波により伝送品質が著しく劣化し、タイミング同期特性が劣化する。従来の適応アンテナ装置ではタイミング同期特性が劣化すると、2乗誤差最小のアルゴリズムを適用できず、適応アンテナ装置が動作しないという問題があった。

【0018】本発明はこのような課題に着目してなされたものであり、その目的とするところは、ハードウェア規模を縮小するとともに、サンプリングクロックへのフィードバックを排除し、伝送品質が著しく劣化した環境においても、安定に動作可能な適応アンテナ装置を提供することにある。

【0019】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、第1の発明に係る適応アンテナ装置は、複数のアンテナ素子と、該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該各アンテナ素子からの入力信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するアナログビーム形成回路と、該アナログビーム形成回路の出力信号を入力信号とし、デジタル信号に変換して出力する第一のA/D変換器と、該第一のA/D変換器によってデジタル信号に変換された入力信号をベースバンド信号に変換する第一の周波数変換器と、該第一の周波数変換器の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、上記各アンテナ素子での受信信号のみ、あるいは上記各アンテナ素子での受信信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方を入力信号とし、上記各アンテナ素子からの入力信号を第二のA/D変換器によりA/D変換した後、第一のデジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、上記第一の周波数変換器の出力信号を入力信号とし、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように、上記第一の周波数変換器を制御する周波数変換器自動制御装置と、上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器と、上記第二のA/D変換器での第二のサンプリングクロックを発生させる第二のサンプリングクロック発生器とを具備し、上記第一のサンプリングクロック発生器は、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、上記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とはほぼ同一の間隔でサンプリングする

ように発振し、上記第二のサンプリングクロックは上記第一のサンプリングクロックとは同期しないようにする。

【0020】また、第2の発明に係る適応アンテナ装置は、第1の発明において、前記第一の重み制御装置の内部には第二の周波数変換器が設けられ、この第二の周波数変換器により前記各アンテナ素子からの入力信号を中間周波信号に変換する。

【0021】また、第3の発明に係る適応アンテナ装置は、第1の発明において、前記各アンテナ素子に接続されて、前記各アンテナ素子からの入力信号を中間周波信号に変換する第二の周波数変換器を具備し、該第二の周波数変換器によって変換された後の中間周波信号が前記第一の重み制御装置に入力される。

【0022】また、第4の発明に係る適応アンテナ装置は、複数のアンテナ素子と、該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該各アンテナ素子からの入力信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するアナログビーム形成回路と、該アナログビーム形成回路の出力信号を入力信号としてベースバンド信号に周波数変換する第一の周波数変換器と、該第一の周波数変換器からのベースバンド信号をデジタル信号に変換して出力する第一のA/D変換器と、該第一のA/D変換器の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、上記各アンテナ素子での受信信号のみ、あるいは上記各アンテナ素子での受信信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方を入力信号とし、上記各アンテナ素子からの入力信号を第二のA/D変換器によりA/D変換した後、第一のデジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、上記第一の周波数変換器の出力信号を入力信号とし、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように、上記第一の周波数変換器を制御する周波数変換器自動制御装置と、上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器と、上記第二のA/D変換器での第二のサンプリングクロックを発生させる第二のサンプリングクロック発生器とを具備し、上記第一のサンプリングクロック発生器は、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、上記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とはほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振し、上記第二のサンプリングクロックは上記第一のサンプリングクロックとは同期しないようにする。

【0023】また、第5の発明に係る適応アンテナ装置

は、複数のアンテナ素子と、該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該各アンテナ素子からの入力信号をデジタル信号に変換する第一のA/D変換器と、該第一のA/D変換器によってデジタル信号に変換された信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するデジタルビーム形成回路と、該デジタルビーム形成回路の出力信号を入力信号とし、該入力信号をベースバンド信号に変換する第一の周波数変換器と、該第一の周波数変換器の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号のみ、あるいは上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方、を入力信号として、第一のデジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、上記第一の周波数変換器の出力信号を入力信号とし、第一のデジタル信号処理装置により、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように制御する周波数変換器自動制御装置と、上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器とを具備し、上記第一のサンプリングクロックは、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、前記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振する。

【0024】また、第6の発明に係る適応アンテナ装置は、第5の発明において、前記各アンテナ素子に接続され、入力された信号を中間周波信号に変換する第二の周波数変換器を具備し、該第二の周波数変換器によって変換された後の中間周波信号が前記第一のA/D変換器に入力される。

【0025】また、第7の発明に係る適応アンテナ装置は、複数のアンテナ素子と、該複数のアンテナ素子の各々に接続され、該アンテナ素子からの入力信号をベースバンド信号に周波数変換する第一の周波数変換器と、該第一の周波数変換器からのベースバンド信号をデジタル信号に変換する第一のA/D変換器と、該第一のA/D変換器によってデジタル信号に変換された信号を第一の重み付け手段により重み付けして合成するデジタルビーム形成回路と、該デジタルビーム形成回路の出力に分数シンボル長の遅延時間を持つ複数の遅延素子が直列に接続され、各遅延素子の出力を第二の重み付け手段により重み付けし、合成する分数シンボル長間隔の第一のトランスバーサルフィルタと、上記各第一のA/D

変換器でA/D変換されたデジタル信号のみ、あるいは上記各第一のA/D変換器でA/D変換されたデジタル信号と上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号の両方、を入力信号として、第一のデジタル信号処理装置により、上記第一の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第一の重み制御回路と、上記デジタルビーム形成回路の出力信号を入力信号とし、第一のデジタル信号処理装置により、上記第二の重み付け手段で用いる重みの値を演算する第二の重み制御回路と、上記第一のトランスバーサルフィルタの出力信号を入力信号とし、上記第一の周波数変換器における周波数変換誤差を減少させるように制御する周波数変換器自動制御装置と、上記第一のA/D変換器での第一のサンプリングクロックを発生させる第一のサンプリングクロック発生器とを具備し、上記第一のサンプリングクロックは、伝送レートの2倍以上の周波数で、伝送レートとは同期せず、前記第一のトランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間とほぼ同一の間隔でサンプリングするように発振する。

【0026】また、第8の発明に係る適応アンテナ装置は、第1～第7のいずれか1つの発明において、前記第二の重み制御回路の内部に周波数選択性フェージングの環境であるかを判定する伝搬環境診断装置を具備し、前記第一のトランスバーサルフィルタ部での前記第二の重み付け手段による重み付けを周波数選択性フェージング時は上記第二の重み付け手段の重みを実数とし、周波数選択フェージング時ではないときは上記第二の重み付け手段の重みを複素数に切り替える。

【0027】また、第9の発明に係る適応アンテナ装置は、第1～第8のいずれか1つに記載の発明において、符号の判定を行う識別タイミングにおける振幅が離散値となる変調方式を用い、前記第二の重み制御装置は、前記第一のA/D変換器で入力信号がサンプルされるタイミングと復号を行うための最適なタイミングとのずれに対応した、最適な第二の重み付け手段の重みの組が保存された記憶装置と、この記憶装置に保存された各第二の重み付け手段の重みについて、前記第一のトランスバーサルフィルタの出力での振幅の該離散値からのずれを推定する伝送品質推定装置とを具備し、上記記憶装置に保存された第二の重み付け手段の重みの組のうち、上記伝送品質推定装置によって推定された出力信号の振幅の該離散値からのずれが最小となった組を、前記第二の重み付け手段の重みの値とする。

【0028】また、第10の発明は、第1、2、5、6、8、9のいずれか1つの発明において、前記第一のデジタル信号処理装置は、基準信号dを発生する基準信号発生部と、前記各アンテナ素子からの入力信号を前記第一の周波数変換器と同じ特性で周波数変換するための第四の周波数変換器と、該第四の周波数変換器の出力信号を前記第一のトランスバーサルフィルタと同じ特性

で変換するための第二のトランスバーサルフィルタを具備し、上記第四の周波数変換器と上記第二のトランスバーサルフィルタによって変換された信号 x'_i ($i = 1, \dots, N$; N : 素子数) に対し、前記第一の重み付け

* 手段の重みの値 $w_{opt,i}$ ($i = 1, \dots, N$) を以下の式により決定する。

【0029】

【数5】

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (式1)$$

ただし、

$$R_{xx} = E\{x'x'^T\} \quad (式2)$$

$$r_{xd} = \begin{pmatrix} x1' \cdot d^* \\ \vdots \\ xN' \cdot d^* \end{pmatrix} \quad (式3)$$

$$x' = \begin{pmatrix} x1' \\ \vdots \\ xN' \end{pmatrix}, \quad w_{opt} = \begin{pmatrix} w_{opt1} \\ \vdots \\ w_{optN} \end{pmatrix} \quad (式4)$$

【0030】また、第11の発明は、第3、4、7、9のいずれか1つの発明において、前記第一のデジタル信号処理装置は、基準信号 d を発生する基準信号発生部と、前記各アンテナ素子からの入力信号を前記第三の周波数変換器と同じ特性で周波数変換するための第四の周波数変換器と、該第四の周波数変換器の出力信号を前記第一のトランスバーサルフィルタと同じ特性で変換する※

※ための第二のトランスバーサルフィルタを具備し、上記第四の周波数変換部と上記第二のトランスバーサルフィルタによって変換された信号 x'_i ($i = 1, \dots, N$; N : 素子数) に対し、第一の重み付け手段の重みの値 $w_{opt,i}$ ($i = 1, \dots, N$) を以下の式により決定する。

【0031】

【数6】

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (式1)$$

ただし、

$$R_{xx} = E\{x'x'^T\} \quad (式2)$$

$$r_{xd} = \begin{pmatrix} x1' \cdot d^* \\ \vdots \\ xN' \cdot d^* \end{pmatrix} \quad (式3)$$

$$x' = \begin{pmatrix} x1' \\ \vdots \\ xN' \end{pmatrix}, \quad w_{opt} = \begin{pmatrix} w_{opt1} \\ \vdots \\ w_{optN} \end{pmatrix} \quad (式4)$$

【0032】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施形態について説明する。

【0033】まず、第1の実施形態について説明する。第1実施形態では、 N 素子のアレーアンテナを用い、第一のA/D変換器及び第二のA/D変換器でのサンプリングを任意のタイミングで行い、第一のトランスバーサルフィルタの第二の重み付け手段の重みを実数とした形態を採用する。

【0034】図1は、本発明第1の実施形態の構成を示す図である。図1において、参照符号1011~101Nはアンテナ素子、102はアナログビーム形成回路、1031~103Nは第一の重み付け手段、104は第一の合成器、105は第一のA/D変換器、106は第一の周波数変換器、107は第一のトランスバーサル

フィルタ、1081~108Mは遅延素子、1090~109Mは第二の重み付け手段、110は第二の合成器、111は第一の重み制御回路、114は第二の重み制御回路、115は第一のサンプリングクロック発生器、117は周波数変換器自動制御装置である。

【0035】また、図2は、上記した第一の重み付け手段1031~103Nの構成を示す図であり、119は可変増幅器、120は可変移相器である。

【0036】また、図3は、上記した第一の重み制御回路111の構成を示す図であり、1121~112Nは第二のA/D変換器、113は第一のデジタル信号処理装置、116は第二のサンプリングクロック発生器である。

【0037】また、図4は、第二の重み付け手段1090~109Mの構成を示す図であり、1181、118

2は実数乗算器である、上記した構成において、各アンテナ素子1011~101Nで受信した信号 $x_1 \sim x_N$ は、アナログビーム形成回路102と第一の重み制御回路111に入力される。ただし受信レベルが低い場合は、各アンテナで受信した信号は、低雑音増幅器により増幅された後、アナログビーム形成回路102と第一の重み制御回路111に入力される。アナログビーム形成回路102では、各アンテナからの入力信号に対し、振幅、位相を変化させる第一の重み付け手段1031~103Nにより、各々 $w_1 \sim w_N$ の重み付けを行い、重み付け後の信号 $w_1x_1, w_2x_2, \dots, w_Nx_N$ を得る。振幅、位相の変化は、例えば可変増幅器119と可変移相器120を縦列に接続し、各々を制御することで実現される。各重み付けされた信号は、第一の合成器104で合成され、出力信号 y を得る。ここで、 $y = w_1x_1 + w_2x_2 + \dots + w_Nx_N$ と表される。

【0038】合成された信号 y は第一のA/D変換器105に入力され、デジタル信号に変換される。デジタル信号に変換された信号 y は、第一の周波数変換器106により、ベースバンド信号の実部と虚部に分離される（実現方法は例えば、篠永他“デジタルI/Q検波技術について” TECHNICAL REPORT OF IEICE SANE94-59 (1994-11) pp.9-15）。

【0039】第一の周波数変換器106の出力は第一のトランスバーサルフィルタ107と第二の重み制御回路114に入力され、遅延時間 T 、 $1/a$ （ T はデジタル信号のシンボル長、 a は2以上の実数）の遅延素子1081~108Mが直列にM個接続された遅延部に入力され、入力信号に対し $m \times T$ 、 $1/a$ （ $m=0, \dots, M$ ）遅延した $M+1$ 個の遅延信号を発生させる。

【0040】各遅延信号は第二の重み付け手段1090~109Mで、各々実数の重み $C_0 \sim C_M$ が乗算され、各乗算結果は第二の合成器110により全加算され、第一のトランスバーサルフィルタ107から出力される。実数の重みでの乗算は、実数乗算器1181、1182により再現される。複素重み付け回路では、実数乗算器1181、1182を用いて、以下の演算を行う。

【0041】（実数重み付け後の出力の実部）=（重み）*（重み付けされる信号の実部）

（実数重み付け後の出力の虚部）=（重み）*（重み付けされる信号の虚部）

第一のトランスバーサルフィルタ107の出力信号（実部と虚部の両方）が、本発明の適応アンテナ装置の出力となる。

【0042】アナログビーム形成回路102で形成される指向性パターンを決定する第一の重み付け手段1031~103Nの重みの値は、第一の重み制御回路111において、各アンテナ素子1011~101Nでの受信信号 $x_1 \sim x_N$ のみにより、あるいは、各アンテナ素子1

011~101Nでの受信信号 $x_1 \sim x_N$ と第一のトランスバーサルフィルタ107の出力信号を用いて決定される。

【0043】第一の重み制御回路111では、各アンテナ素子1011~101Nで受信した信号が第二のサンプリングクロック発生器116のクロックを用いて、第二のA/D変換器1121~112Nによりデジタル信号に変換される。このとき、第二のサンプリングクロック発生器116の第二サンプリングクロックは、第一のサンプリングクロックと同一であっても、或いは同一でなくてもよい。

【0044】例えば $x_1 \sim x_N$ のみを用いる方法としては、

$$w_n = \exp(jn\theta)$$

として、

$$y' = w_1x_1 + w_2x_2 + \dots + w_Nx_N$$

を求め、 y' が最大となる w_n に決定する。

【0045】その他、例えば、以下の文献で示されている、CMAアルゴリズム、MMSEアルゴリズム、DCMPアルゴリズム、パワーインバージョンアルゴリズムなど、のアルゴリズムを用いて、第一の重み付け手段の重みの値を決定する。

【0046】（1）菊間著“アレーアンテナによる適応信号処理”科学技術出版、1998.9.20

（2）R.A.Monzingo and T.W.Miller, 'Introduction to Adaptive Arrays,' John Wiley & Sons, Inc. 1980
ただし、各アンテナでの受信信号 $x_1 \sim x_N$ をベースバンド信号へ変換する必要のあるアルゴリズムを用いる場合には、第一のデジタル信号処理装置113において、第一の周波数変換器106と同じ周波数変換を行い、ベースバンド信号の実部と虚部を決め、その値に対してアルゴリズムを動作させる。

【0047】また、第一のトランスバーサルフィルタ107での第二の重み付け手段1090~109Mの重みの値は例えば以下の文献に示されるアルゴリズムを適用すれば、決定することができる。

【0048】（1）R.W.Luck, "Automatic equalization for digital communication", Bell Syst. Tech. J., 44, 4, p.547 (1965) .

（2）R.W.Luck and H.R.Rudin, "An automatic equalizer for general-purpose communication channels", Bell Syst. Tech. J., 46, 9, p.2179 (1967) .

従来のトランスバーサルフィルタを用いた適応アンテナ装置では、第二の重み $C_0 \sim C_M$ は複素数とし、波形等化を目的としていた。ただし、タイミング同期がとれない環境で適応アンテナ装置を動作させるためには、従来の構成では動作が安定しない。そこで本発明においては、第一のトランスバーサルフィルタ107では第二の重み $C_0 \sim C_M$ を実数とし、タイミング同期の補償を行う。以下に、第一のトランスバーサルフィルタ107の

第二の重み $C_0 \sim C_M$ を実数とした場合に、タイミング同期が補償される原理を示す。

【0049】QAM変調方式を用いた場合、 k 番目の信号の同相成分の信号を I_k 、直交成分の信号を Q_k と表すとすると、搬送波周波数を f 、帯域制限フィルタのイ

*ンパルス応答を $h(t)$ と表すと、ベースバンド信号 $s(t)$ は
【0050】
【数7】

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t - kT_s) (I_k + jQ_k) \quad (式11)$$

【0051】と表される。一般にデジタル通信では、帯域制限フィルタは符号間干渉を生じさせないようにするため、帯域制限フィルタのインパルス応答 $h(t)$ に対し、ナイキスト条件

$$h(kT_s) = 0 \quad (k = \dots -2, -1, 1, 2, \dots)$$

(ここで $h(0) \neq 0$)をみたすように設計する。ここで、 $t = kT_s$ を識別タイミングと呼ぶ。識別タイミングから $\Delta\tau$ ずれたタイミングでサンプリングすると、 $h(kT_s + \Delta\tau) \neq 0$

であるため、符号間干渉が生じ伝送特性が劣化する。

【0052】たとえば、 $t = 3T_s$ の時、(式11)の※20

$$y(t) = \exp(j2\pi\Delta f t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{m=0}^M C_m \exp(-j2\pi\Delta f (\Delta\tau + mT_s/a)) h(t - \Delta\tau - kT_s - mT_s/a) \right] (I_k + jQ_k) \quad (式12)$$

【0055】となる。第一のトランスバーサルフィルタ107の出力で、ベースバンド信号が復元されるためには、(式11)と(式12)から以下の式をみたせば★

$$h(t - kT_s) = \sum_{m=0}^M C_m \exp(-j2\pi\Delta f (\Delta\tau + mT_s/a)) h(t - \Delta\tau - kT_s - mT_s/a) \quad (式13)$$

【0057】周波数変換器自動制御装置117により第一の周波数変換器106での周波数変換誤差が小さくなるように制御されるため、収束状態では $\Delta f = 0$ となっ☆

★い。
【0056】
【数9】

$$h(t - kT_s) = \sum_{m=0}^M C_m h(t - \Delta\tau - kT_s - mT_s/a) \quad (式14)$$

【0059】となる。(式14)から明らかに帯域制限フィルタのインパルス応答が実数であれば、 $c_0 \sim c_m$ は実数で十分となる。

【0060】図24に本適応アンテナ装置の場合と、第一のトランスバーサルフィルタ部の第二の重み付け手段の重みを複素数とし、係数を受信信号に対して2乗誤差が最小となるように制御した場合の伝送速度と出力SINRの特性を比較した結果を示す。

【0061】環境は20m×20mの室内伝搬環境とした。出力SINRは10000シンボルを伝送し、その平均値とした。シミュレーションにおいて本構成にお

※ $s(t)$ は級数和が外れ、 $I_3 + jQ_3$ となり、 $t = 3T_s$ の信号を取り出すことが出来る。ただし、 $t = 3T_s + \Delta\tau$ では、級数和を外すことができないため、 $I_2 + jQ_2$ や $I_4 + jQ_4$ など、他の時刻の信号が干渉し、符号間干渉となる。

【0053】ビーム形成回路の出力における遅延素子の数を M とし、第二の重み付け手段の重みの値を $c_0 \sim c_M$ とすると、第一のトランスバーサルフィルタの出力信号 $y(t)$ は

【0054】
【数8】

☆て、(式13)は
【0058】
【数10】

る第一のトランスバーサルフィルタ107の遅延素子の遅延時間は0.5、遅延素子の数は3とした。また、第一のA/D変換器105でのサンプリング周波数はボーレート2倍から1000ppmずれた周波数とした。
【0062】素子数を4とした場合について比較すると、図よりわかるように本適応アンテナ装置では第一のトランスバーサルフィルタ107の第二の重み付け手段の重みを実数で構成しているのにも関わらず、複素数とした場合と伝送速度に対する出力SINR特性はほぼ一致している。

【0063】本構成を用いることで、第一のトランスバ

ーサルフィルタ 107 ではタイミングの補償のみを行うことが可能になる。従って、アナログビーム形成回路 102 では伝送品質の改善のみを行い、第一のトランスバーサルフィルタ 107 ではタイミング補償のみを行うことになり、伝送品質が著しく劣化した環境においても、安定した動作が実現される。

【0064】また、第二の重み付け手段が実数となるため、第一のトランスバーサルフィルタ 107 のハードウェア構成は約半分に削減される。

【0065】次に本発明第 2 の実施形態について説明する。第 2 の実施形態では、N 素子のアレーアンテナを用い、第一の A/D 変換器及び第二の A/D 変換器でのサンプリングを任意のタイミングとし、第一のトランスバーサルフィルタの第二の重み付け手段の重みを実数とする適応アンテナ装置において、第一の重み制御装置で、各アンテナで受信した信号を第二の周波数変換器により IF（中間周波）信号に周波数変換した後、A/D 変換する形態を採用する。

【0066】次に、本発明の第 2 実施形態について説明する。図 5 は、本発明の第 2 の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図 1 で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。この図 5 において参照符号 2011~201N は第二の周波数変換器、202 は発振器である。また、図 6 は第二の周波数変換器 2011~201N の構成を示す図であり、参照符号 203 はミキサであり、204 は低域通過フィルタである。

【0067】本構成においては、各アンテナ 1011~101N で受信した信号は、第一の重み制御回路 111 に入力され、第二の周波数変換器 2011~201N によって、IF 信号に周波数変換された後、第二の A/D 変換器 1121~112N で A/D 変換される。各第二の周波数変換器 2011~201N では、各アンテナ素子 1011~101N からの入力信号と発振器 202 からの信号がミキサ 203 に入力され、ミキサの出力は低域通過フィルタ 204 に入力され、高調波成分を抑圧した後、出力される。

【0068】本構成を用いることで、各アンテナ素子で受信した信号を中心周波数が完全に等しい IF 信号に変換すること、及び A/D 変換器への入力周波数を低くすることができ、無線区間での RF 周波数の周波数帯を高くすること、及び A/D 変換器の低消費電力化が可能になる。

【0069】次に本発明第 3 の実施形態について説明する。第 3 実施形態では、各アンテナ素子で受信した信号を第二の周波数変換器により IF 信号に変換した後、変換した IF 信号をアナログビーム形成回路と第一の重み制御装置に入力する形態を採用する。

【0070】図 7 は、本発明の第 3 の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図 1~図 6 で説明した構

成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。

【0071】本構成においては、各アンテナ素子 1011~101N で受信した信号は、第二の周波数変換器 2011~201N によって、IF 信号に周波数変換された後、アナログビーム形成回路 102 と第一の重み制御回路 111 に入力される。

【0072】本構成を用いることで、各アンテナ素子 1011~101N で受信した信号を中心周波数が完全に等しい IF 信号に変換することができるため、アナログビーム形成回路 102 を IF 帯で構成することが可能となる。従って無線区間での RF 周波数の周波数帯を高くすること、A/D 変換器の低消費電力化、及びアナログビーム形成回路 102 の低周波数化が可能になる。

【0073】次に本発明第 4 の実施形態について説明する。第 4 実施形態では、アナログビーム形成後、アナログの周波数変換器によって、受信した信号を周波数変換した後、A/D 変換を行う形態を採用する。

【0074】図 8 は、本発明の第 4 の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図 1~図 6 で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。図 8 において、参照符号 401 は第三の周波数変換器であり、図 9 に示すような構成を有する。図 9 において、参照符号 4021、4022 はミキサ、403 は $\pi/2$ 位相器、4041、4042 は低域通過フィルタ、405 は発振器である。

【0075】アナログビーム形成回路 102 の出力は、第三の周波数変換器 401 に入力される。第三の周波数変換器 401 では、アナログビーム形成回路 102 の出力が 2 つに分岐され、別のミキサ 4021、4022 に入力される。すなわち、ミキサ 4021 には、アナログビーム形成回路 102 の出力信号と発振器 405 からの正弦波が入力され、ミキサ 4021 の出力は低域通過フィルタ 4041 に入力され、高調波が抑圧される。

【0076】一方ミキサ 4022 には、アナログビーム形成回路 102 の出力信号と発振器 405 からの正弦波を $\pi/2$ 位相器 403 を通した信号が入力される。すなわち、発振器 405 からの正弦波は、ミキサ 4021 に入力される正弦波に対して、 $\pi/2$ 位相が遅れた正弦波が入力される。従って、低域通過フィルタ 4041 と 4042 では、ベースバンド信号の同相成分（実部）と直交成分（虚部）が出力される（例えば斉藤、“デジタル無線通信の変復調”、電子情報通信学会編、平成 8 年 8 月 20 日発行）。

【0077】第三の周波数変換器 401 の実部、虚部の出力は各々第一の A/D 変換器 105 で A/D 変換される。また、発振器 405 の発振周波数は、周波数変換器自動制御装置 117 によって、第一のトランスバーサルフィルタ 107 の出力での中心周波数が 0 となるように、制御される。

【0078】本構成を用いると、ベースバンド信号でのA/D変換を行えばよいから、A/D変換器の低消費電力化が可能になる。

【0079】次に、本発明第5の実施形態について説明する。図11は、第5の実施形態の構成を示す図であり、ビーム形成回路をデジタルで構成する形態を示している。ここでは、上記図1～図10で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。

【0080】図11において、参照符号5011～501Nは第一のA/D変換器、502は第一のA/D変換器5011～501Nで用いられるサンプリングタイミングを与えるサンプリングクロック発生器、503はデジタルビーム形成回路である。また、図10は、第一の重み付け手段1031～103Nの構成を示しており、参照符号5041～5044は乗算器、505は実数減算器、506は実数加算器である。

【0081】各アンテナ素子1011～101Nで受信した信号は第一のA/D変換器5011～501Nによってデジタル信号に変換され、受信信号を実部と虚部に分離する。実部と虚部の分離する方法の例を以下に示す。

【0082】(1) 各アンテナ素子1011～101Nでの受信信号を中心周波数の2倍以上のサンプリング周波数で、A/D変換し、ヒルベルト変換を行うことで実現される。(例えば、Oppenheim and Shafer (伊達 玄訳) “デジタル信号処理”, コロナ社, 下巻, pp.26-30, 1978.)

(2) 各アンテナ素子1011～101Nでの受信信号を中心周波数の4倍でサンプリングし、偶数番目にサンプリングされた信号を実部とし、奇数番目にサンプリングされた信号を虚部とすることで実部と虚部の分離をする。

【0083】(3) 受信信号を2つに分離し、一方の信号を他方の信号に対し、中心周波数で $\pi/2$ の位相遅れが生じるようにし、各々別のA/D変換器5011～501Nに入力する。各A/D変換器5011～501Nでは、中心周波数の2倍以上でサンプリングし、出力を得る。各出力はそれぞれ実部、虚部となる。

【0084】A/D変換された信号はデジタルビーム形成回路503に入力され、第一の重み付け手段1031～103Nで複素数重み付けを行った後、第一の合成器104で合成された後、出力される。ここで、第一の重み付け手段1031～103Nによる複素数重み付けは、以下のように実現する。

【0085】上述したように、各第一のA/D変換器5011～501Nでの出力では、実部と虚部が分かれて出力されている。また、重み付けを行う重みの値も複素数であるから、実部と虚部に分離することが出来る。重み付け手段では、

(複素数重み付け後の出力の実部) = (複素重みの実

部) * (重み付けされる信号の実部) - (複素重みの虚部) * (重み付けされる信号の虚部)

(複素数重み付け後の出力の虚部) = (複素重みの実部) * (重み付けされる信号の虚部) + (複素重みの虚部) * (重み付けされる信号の実部)

の演算が行われ、複素数の重み付けが実現される。

【0086】本構成を用いることで、デジタル信号処理によるビーム形成が実現できるため、温度に依存せず、安定したビーム形成が実現できるため、高精度のビーム制御が可能になる。

【0087】次に本発明第6の実施形態について説明する。第6実施形態では、各アンテナ素子で受信した信号をIF信号に変換した後、変換したIF信号をデジタルビーム形成回路と第一の重み制御装置に入力する形態を採用する。

【0088】図12は本発明第6の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図1～図11で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。

【0089】図12に示すように、本構成においては、各アンテナ1011～101Nで受信した信号は、第二の周波数変換器2011～201Nによって、IF信号に周波数変換された後、A/D変換され、デジタルビーム形成回路503に入力される。

【0090】本構成を用いることで、各アンテナ素子で受信した信号を中心周波数が完全に等しいIF信号に変換することができるため、無線区間でのRF周波数の周波数帯を高くすること、A/D変換器の低消費電力化が可能になる。

【0091】次に本発明第7の実施形態について説明する。第7実施形態では、各アンテナ素子で受信した信号を検波し、ベースバンド信号に周波数変換した後、A/D変換を行い、デジタルビーム形成回路に入力する形態を採用する。

【0092】図13は、本発明第7の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図1～図12で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。

【0093】図13において、参照符号7011～701Nは第三の周波数変換器であり、その構成は図9で説明した通りである。また、参照符号702は発振器である。

【0094】各アンテナ素子1011～101Nで受信した受信信号は第二の周波数変換器2011～201NによってIF信号に変換された後、第三の周波数変換器7011～701Nに入力される。ここで、第三の周波数変換器7011～701Nの入力信号をIF帯の信号としたが、第二の周波数変換器を省いてRF信号としてもよい。第三の周波数変換器7011～701Nでは、第四の実施形態において説明したように、ベースバンド

信号の実部、虚部が出力される。

【0095】第三の周波数変換器7011~701Nの実部、虚部の出力は各々第一のA/D変換器5011~501NでA/D変換される。また、発振器702の発振周波数は、第一のトランスバーサルフィルタ107の出力での中心周波数が0となるように、周波数変換器自動制御装置117によって制御される。

【0096】本構成を用いると、ベースバンド信号でのA/D変換を行えばよいため、A/D変換器の低消費電力化が可能になる。

【0097】次に本発明第8の実施形態について説明する。第8の実施形態では、周波数選択性フェージングの環境であるかを判定する伝搬環境診断装置を持ち、伝搬環境に応じて第二の重み付け手段の乗算器の構成を変更する形態を採用する。

【0098】図14は本発明第8の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図1~図13で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。この図において、参照符号801は伝搬環境診断装置である。また、本実施形態で用いられる複素係数乗算回路802の構成は図15に示す通りであり、実数係数乗算回路803の構成は図16に示す通りである。

【0099】図17は伝搬環境診断装置801における信号処理フローを示しており、FFT演算(ステップS100)、ノッチの有無の判定(ステップS101)、回路選択(ステップS102)の工程からなる。

【0100】伝搬環境診断装置801には第一の周波数変換器106の出力信号が入力され、フーリエ変換を行うことで第一の周波数変換器106の出力での周波数特性が得られる。周波数特性が伝送帯域内にノッチを持つ環境であった場合には、周波数選択性フェージングと判断し、第一のトランスバーサルフィルタ107での波形等化が有効に動作しないため、第一のトランスバーサルフィルタ107ではタイミング補償のみを行うように第二の重み付け手段1090~109Mは実数とする。

【0101】また、伝送帯域内にノッチが存在しない場合は、周波数選択性フェージングではないと判断し、1シンボル長以上遅延した長遅延波が存在しない環境となっているため、第一のトランスバーサルフィルタ107での波形等化が可能となるため、第一のトランスバーサルフィルタ107でタイミング補償と波形等化の両方の機能を持つように第二の重み付け手段1090~109Mは複素数とする。

$$Q = E[|(y-d_1)(y-d_2)(y-d_3)\cdots|] \quad (式15)$$

)

に基づいて推定し、ずれを示す値Qが最も小さくなった組を第二の重み付け手段の重みとして決定する。上式において、 d_n ($n=1, 2, \dots, L$)は所望の離散値を表す。

*【0102】第一のトランスバーサルフィルタ107での第二の重み付け手段1090~109Mの重みの値を複素数とする場合には、伝搬環境診断装置801から複素乗算回路802を構成するためのプログラムがデジタル信号処理部に入力され、第一のトランスバーサルフィルタ107における第二の重み付け手段1090~109Mによる重み付け複素乗算となる。

【0103】また、第二の重み付け手段1090~109Mの重みの値を実数とする場合には、伝搬環境診断装置801から実数乗算回路803を構成するためのプログラムがデジタル信号処理部に入力され、第一のトランスバーサルフィルタ107における第二の重み付け手段1090~109Mによる重み付けは実数となる。

【0104】本構成を用いることで、伝送レートが可変のシステムに適用した場合には、高速伝送時は第二の重み付け手段が実数となることで、第一のトランスバーサルフィルタの安定動作と低消費電力化を実現し、低速伝送では空間、時間の両方の波形等化により、高品質な伝送品質が得られる。

【0105】次に、本発明第9の実施形態について説明する。第9の実施形態では、識別タイミングのずれに対応した最適な第二の重み付け手段の重みの組のうち、出力信号の振幅変動誤差が最小となる組を第二の重み付け手段の重みの値とする形態を採用する。

【0106】図18は本発明第9の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図1~図17で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。図19は図18に示す第二の重み制御回路114の構成を示しており、参照符号901は第二の重み付け手段の重みの組を決定した時の第一のトランスバーサルフィルタ107の出力信号の振幅の所望離散値からのずれを推定する伝送品質推定装置、902は第一のA/D変換器1031~103Nでサンプリングしたタイミングと最適な識別タイミングとのずれ $\Delta\tau$ に対応した、最適な第二の重み付け手段1090~109Mの重みの組が保存された記憶装置である。

【0107】伝送品質推定装置901では、第一のトランスバーサルフィルタ107の入力信号に対し、記憶装置902に予め保存された、第一のA/D変換器1031~103Nでサンプリングしたタイミングと最適な識別タイミングとのずれ $\Delta\tau$ に対応した最適な第二の重み付け手段の重みの組について、各組を用いた場合の適応アンテナ装置の出力信号の出力レベルの所望離散値からのずれを表す以下の式

【0108】本構成を用いることで、周波数誤差及び位相のずれが第一のトランスバーサルフィルタ107への入力信号に存在する場合でも、安定に最適な重みを決定することが可能である。

【0109】次に、本発明第10の実施形態について説明する。第10の実施形態では、ビーム形成回路への入力信号がRF信号またはIF信号で、ビーム形成回路の出力信号を復調する際に用いる周波数変換器及び、第一のトランスバーサルフィルタの特性を用い、各アンテナごとに復調をした信号を用いてビーム形成回路を制御する形態を採用する。

【0110】図21は、本発明第10の実施形態の構成を示す図である。図22は図21に示す第一の重み制御回路111の構成を示しており、参照符号10011～1001Nは第四の周波数変換器であり、その構成は上記した図6に示すとおりである。参照符号10021～1002Nは第二のトランスバーサルフィルタであり、その構成は図20に示すとおりである。また、参照符号1003は基準信号発生装置、1004は重み制御回路である。

*

$$x_n'(t) = \sum_{m=0}^M c_m x_n(t - m \frac{T_s}{a})$$

n = 1, ..., N (式16)

【0113】第一の重み付け手段1031～103Nに設定される重みの値をw1～wNとし、基準信号発生器から入力される基準信号をdと表すと、誤差の2乗が最小になるように指向性を形成する重みの値は(式1)で与えられる。このように動作させることで、任意のタイミングで取得したデータを用いた場合にも2乗誤差最小のアルゴリズムを用いて適応アンテナ装置を動作させることが可能となる。

【0114】次に、本発明第11の実施形態について説明する。第11の実施形態では、A/D変換前にベースバンド信号に変換し、第一のトランスバーサルフィルタの特性を用い、各アンテナごとに復調をした信号を用いてビーム形成回路を制御する形態を採用する。

【0115】図23は本発明第11の実施形態の構成を示す図である。ここでは、上記図1～図22で説明した構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付してその説明を省略する。

【0116】各アンテナ素子1011～101Nで受信した信号x1～xNは、第二の周波数変換器2011～201NでIF信号に変換され、第三の周波数変換器7011～701Nにより、ベースバンド信号の同相成分、直交成分に分離され、各々第一のA/D変換器5011～501N及び第一の重み制御回路111に入力される。なお、第三の周波数変換器7011～701Nの構成は図9に示すとおりである。

【0117】第一の重み制御回路111の内部では、各アンテナからの入力信号x1～xNは、第二の周波数変換器2011～201N、第二のトランスバーサルフィルタ演算部により、第一のトランスバーサルフィルタ107により決定された第二の重み付け手段の重みの値を用いて、(式16)のように変換される。第一の重み付

* 【0111】各アンテナ素子1011～101Nで受信した信号x1～xNはRF信号のまま或いはIF信号に変換された後、第一の重み制御回路111に入力される。第一の重み制御回路111の内部では、各アンテナ素子1011～101Nからの入力信号x1～xNは、第四の周波数変換器10011～1001N、第二のトランスバーサルフィルタ10021～1002Nにより、第一のトランスバーサルフィルタ107により決定された第二の重み付け手段1090～109Mの重みの値を用いて、以下の式のように変換される。ここで、x_{n'}はトランスバーサルフィルタ演算部の出力信号を、Mはタップの数、c_mはタップ係数、T_s/aはタップ間隔を表す。

【0112】

【数11】

20 け手段に設定される重みの値をw1～wNとし、基準信号発生器から入力される基準信号をdと表すと、誤差の2乗が最小になるように指向性を形成する重みの値は(式1)で与えられる。このように動作させることで、任意のタイミングで取得したデータを用いた場合にも2乗誤差最小のアルゴリズムを用いて適応アンテナ装置を動作させることが可能となる。

【0118】

【発明の効果】本発明によれば、本発明の適応アンテナ装置ではデジタル信号に変換する際のサンプリングクロックを任意の周波数とし、タイミングの補償を実数の重み付けによるトランスバーサルフィルタで行うようにしたので、ハードウェア規模を縮小することができるとともに、サンプリングクロックへのフィードバックを排除して、伝送品質が著しく劣化した環境においても、安定に適応アンテナ装置を動作させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明第1の実施形態の構成を示す図である。

【図2】図1に示す第一の重み付け手段1031～103Nの構成を示す図である。

40 【図3】図1に示す第一の重み制御回路111の構成を示す図である。

【図4】図1に示す第二の重み付け手段1090～109Mの構成を示す図である。

【図5】本発明第2実施形態における第一の重み制御回路111の構成を示す図である。

【図6】図7に示す第二の周波数変換器2011～201Nの構成を示す図である。

【図7】本発明第3の実施形態の構成を示す図である。

【図8】本発明第4の実施形態の構成を示す図である。

50 【図9】図8に示す第三の周波数変換器401の構成を

示す図である。

【図10】図11に示す第一の重み付け手段1031～103Nの構成を示す図である。

【図11】本発明第5の実施形態の構成を示す図である。

【図12】本発明第6の実施形態の構成を示す図である。

【図13】本発明第7の実施形態の構成を示す図である。

【図14】本発明第8の実施形態の構成を示す図である。

【図15】第8の実施形態で用いられる複素係数乗算回路802の構成を示す図である。

【図16】第8の実施形態で用いられる実数係数乗算回路803の構成を示す図である。

【図17】伝搬環境診断装置801における信号処理フローを示す図である。

【図18】本発明第9の実施形態の構成を示す図である。

【図19】図18に示す第二の重み制御回路114の構成を示す図である。

【図20】図22に示す第二のトランスバーサルフィルタ10021～1002Nの構成を示す図である。

【図21】本発明第10の実施形態の構成を示す図である。

【図22】図21に示す第一の重み制御回路111の構成を示す図である。

【図23】本発明第11の実施形態の構成を示す図である。

【図24】伝送速度と出力SINRの特性を比較した結果を示す図である。

【図25】従来の適応アンテナ装置の構成を示す図である。

【図26】従来のトランスバーサルフィルタを用いた適応アンテナ装置の構成を示す図である。

【図27】図26に示す第一の重み付け手段14031～1403N及び第二の重み付け手段14070～1407Mの構成を示す図である。

【符号の説明】

1011～101N アンテナ素子

102 アナログビーム形成回路

1031～103N 第一の重み付け手段

104 第一の合成器

105 第一のA/D変換器

106 第一の周波数変換器

107 第一のトランスバーサルフィルタ

1081～108M 遅延素子

1090～109M 第二の重み付け手段

110 第二の合成器

111 第一の重み制御回路

1121～112N 第二のA/D変換器

113 第一のデジタル信号処理装置

114 第二の重み制御回路

115 第一のサンプリングクロック発生器

116 第二のサンプリングクロック発生器

117 周波数変換器自動制御装置

1181～1182 実数乗算器

119 可変増幅器

120 可変移相器

2011～201N 第二の周波数変換器

202 発振器

203 ミキサ

204 低域通過

401 第三の周波数変換器

4021～4022 ミキサ

403 $\pi/2$ 位相器

4041～4042 低域通過フィルタ

5011～501N 第一のA/D変換器

502 サンプリングクロック発生器

503 デジタルビーム形成回路

5041～504N 乗算器

505 実数減算器

506 実数加算器

7011～701N 第三の周波数変換器

702 発振器

801 伝搬環境診断装置

802 複素係数乗算回路

803 実数係数乗算回路

901 伝送品質推定装置

902 記憶装置

10011～1001N 第四の周波数変換器

10021～1002N 第二のトランスバーサルフィルタ

1003 基準信号発生装置

1004 重み制御回路

13011～1301N アンテナ素子

13021～1302N 重み付け手段

1303 重み制御装置

1304 基準信号発生装置

40 1305 合成器

14011～1401N アンテナ素子

1402 ビーム形成回路

14031～1403N 第一の重み付け手段

1404 第一の合成器

1405 トランスバーサルフィルタ

14061～1406M 遅延素子

14070～1407M 第二の重み付け手段

1408 第二の合成器

14091～14094 実数乗算器

50 1410 実数減算器

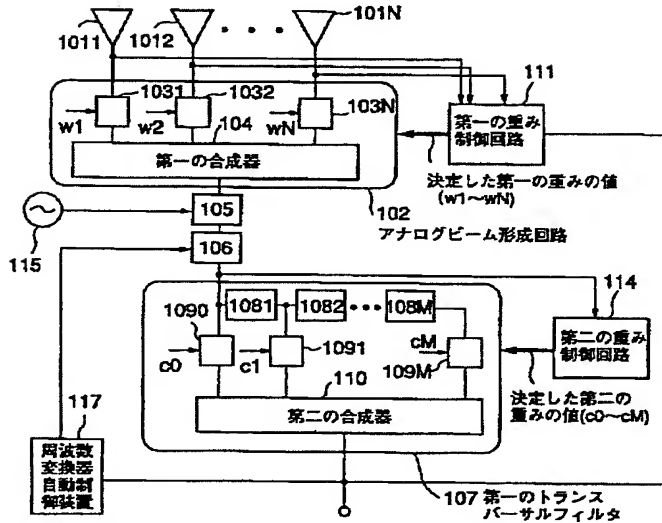
1411 実数加算器

* 1413 タイミング再生回路

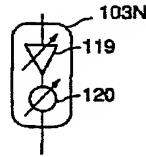
1412 自動周波数変換器制御装置

* 14141~1414N A/D変換器

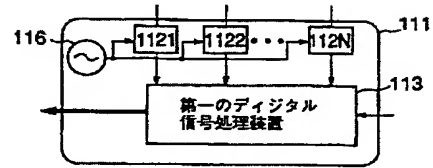
【図1】



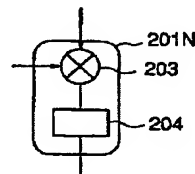
【図2】



【図3】

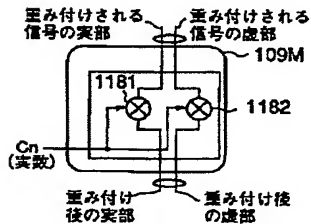


【図6】

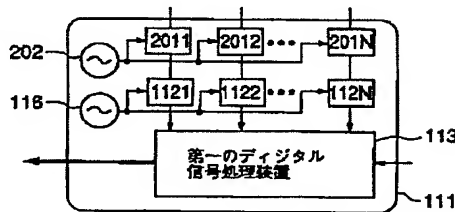


【図9】

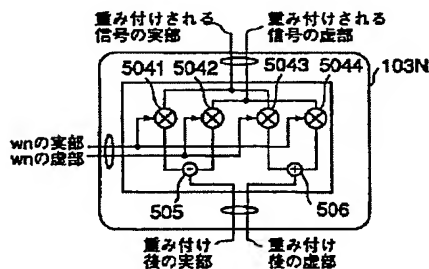
【図4】



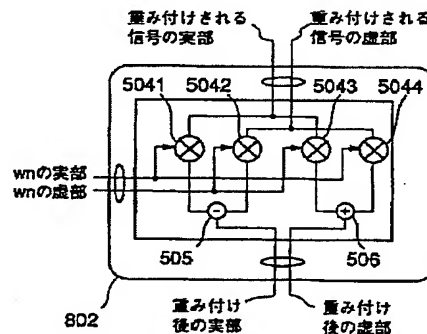
【図5】



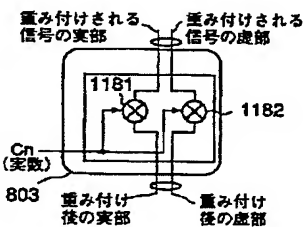
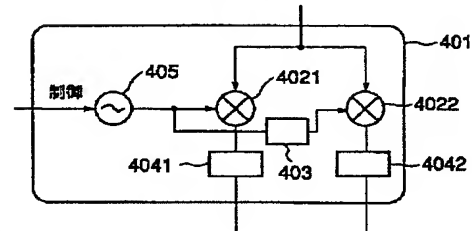
【図10】



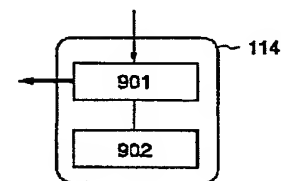
【図15】



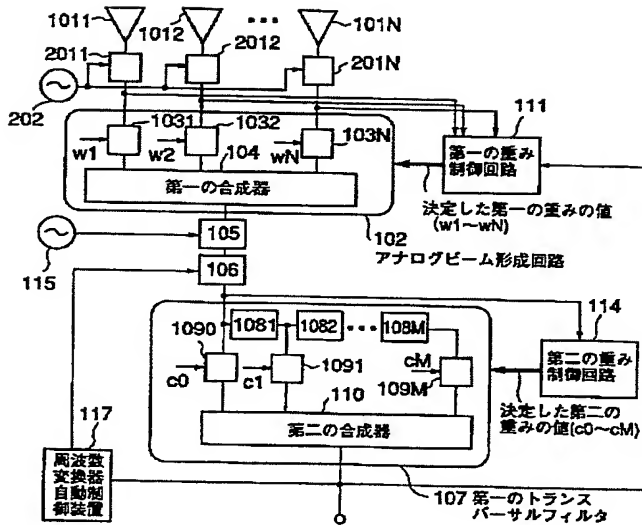
【図16】



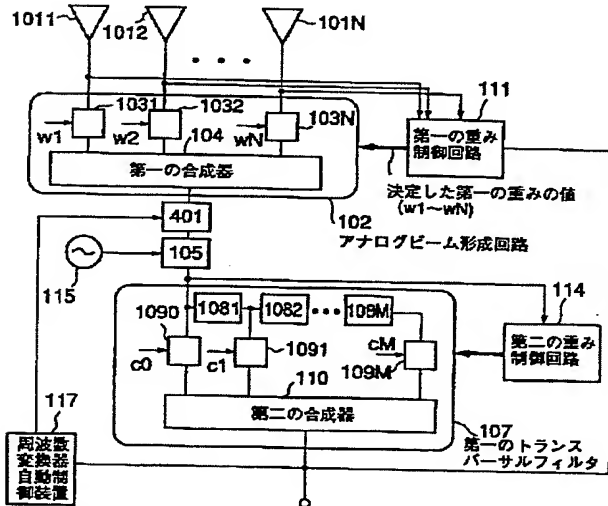
【図19】



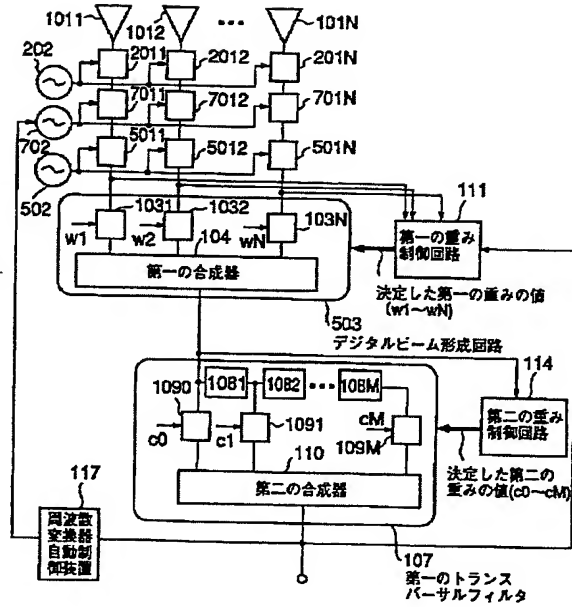
【図7】



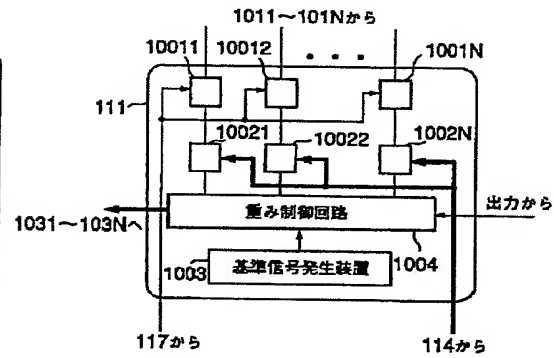
【図8】



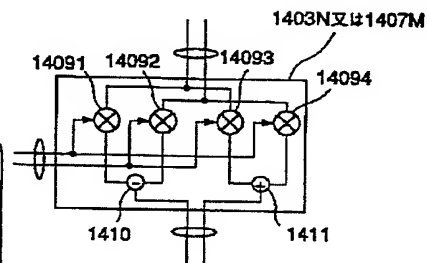
【図13】



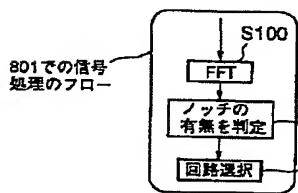
【図22】



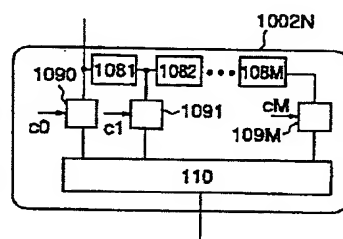
【図27】



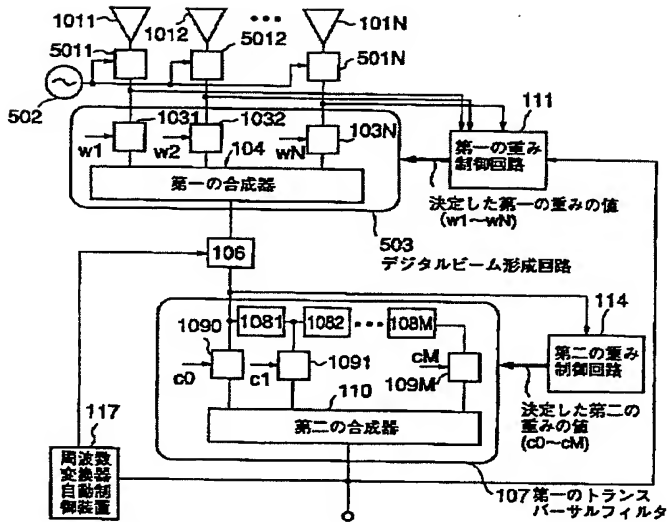
【図17】



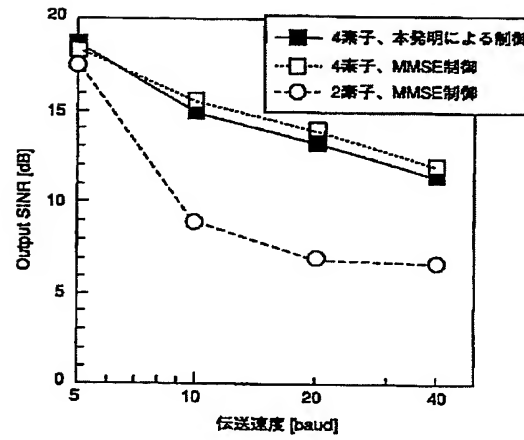
【図20】



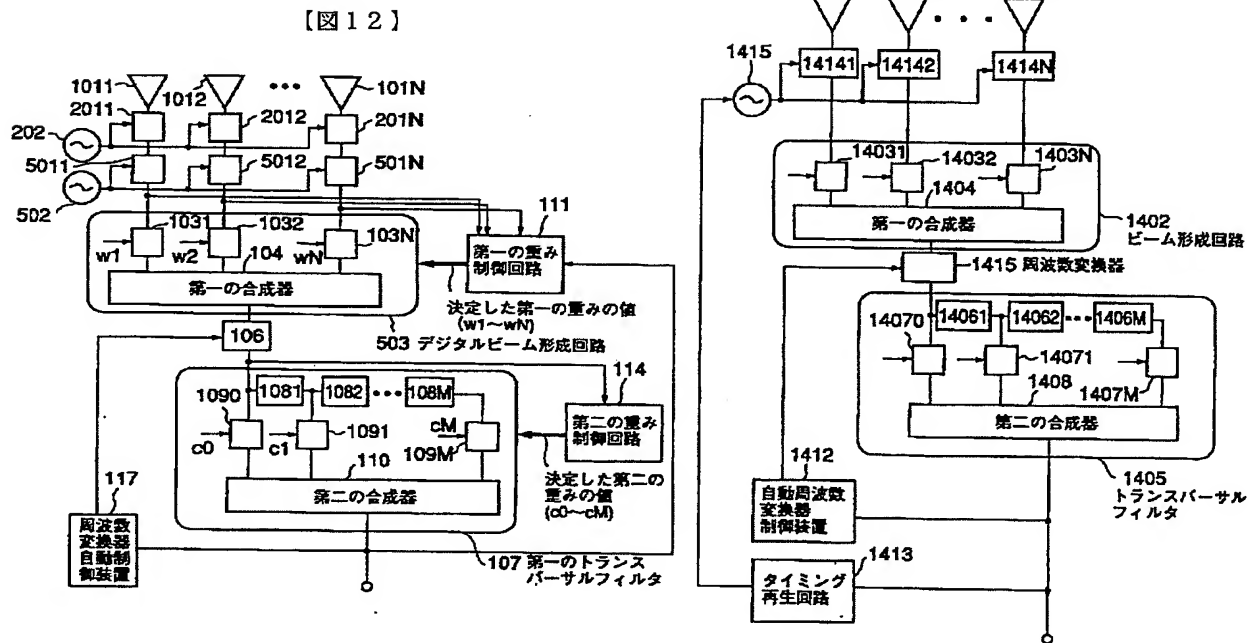
【図11】



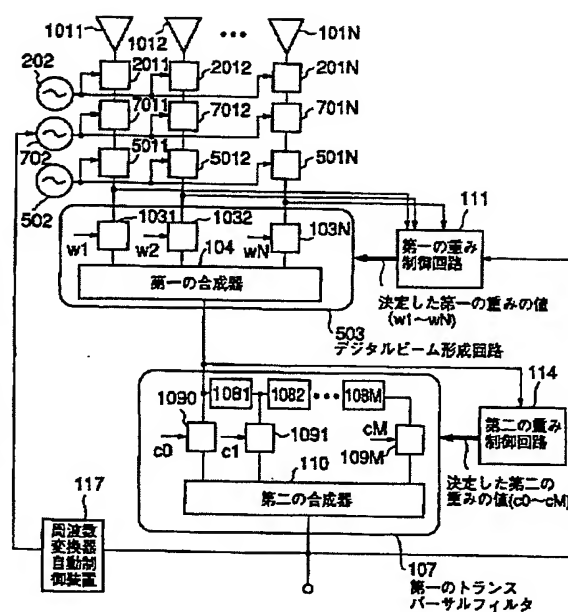
【図24】



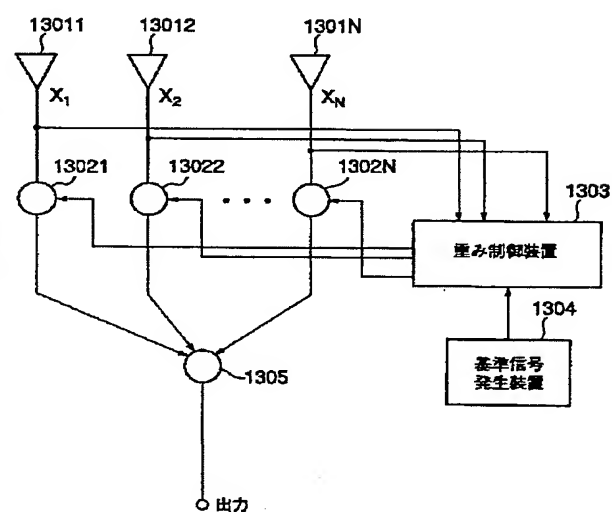
【図26】



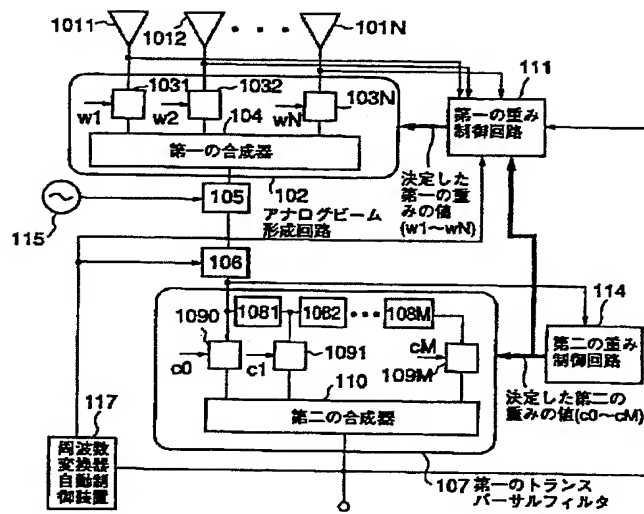
【图23】



【图25】



【図21】



フロントページの続き

(72)発明者 西森 健太郎
 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
 本電信電話株式会社内
 (72)発明者 堀 俊和
 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
 本電信電話株式会社内

Fターム(参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB01 EA04
 FA17 FA20 FA24 FA25 FA26
 FA29 FA32 GA01 GA08 HA05
 HA10 JA07
 5J022 AA01 BA06 CA10
 5K059 CC03 DD33 DD37 DD39 EE02
 5K062 AA01 AB10 AC01 BE02 BE06